

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-332233

(43) 公開日 平成11年(1999)11月30日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 2 M 3/28

H 0 2 M 3/28

Q

3/335

3/335

F

F

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 5 頁)

(21) 出願番号 特願平10-204769

(22) 出願日 平成10年(1998) 7 月21日

(31) 優先権主張番号 特願平10-67326

(32) 優先日 平10(1998) 3 月17日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号

(72) 発明者 今村 典俊

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号 ソニ
ー株式会社内

(72) 発明者 小堀 克己

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号 ソニ
ー株式会社内

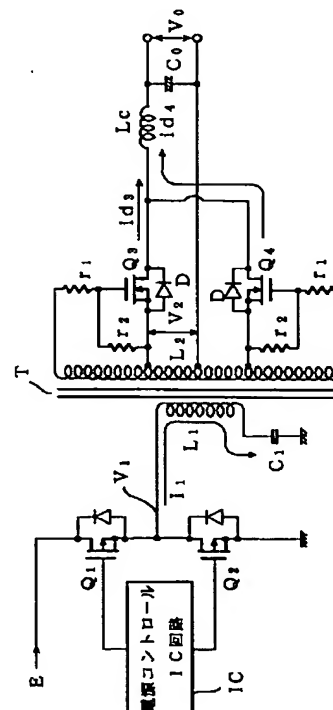
(74) 代理人 弁理士 脇 篤夫 (外 1 名)

(54) 【発明の名称】 電流共振型スイッチング電源

(57) 【要約】

【課題】 電流共振型スイッチング電源の効率を改善する。

【解決手段】 スwitchング電源はMOSトランジスタQ1、Q2が交互にオンとなることによって、トランスの1次巻線L₁に共振電流が流れ、2次側に交番電力が転送される。そして、2次巻線L₂に発生した交番電圧は、2次巻線を巻き上げた電圧によって、その極性が正の期間にそれぞれMOSトランジスタQ3、及びMOSトランジスタQ4が導通するようにゲート電圧が印加され、コンデンサC₀にはチョークコイルL_cを介して整流電流i_{d3}、i_{d4}が流れ込み同期整流が行われる。反転時に平滑コンデンサの電圧が交番出力電圧より高くなると、MOSトランジスタQ3、Q4に逆電流が流れるが、チョークコイルL_cの逆起電力によって反転時の逆電流が抑圧され、スイッチング電源の効率が低下することを防止することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電圧に対してハーフブリッジ接続されたスイッチング素子を交互に断続する駆動回路と、前記スイッチング素子の接続点から共振コンデンサを介して絶縁トランスの 1 次側に交番電圧を印加し、上記絶縁トランスの 2 次巻線から所定の交番電圧が得られるようにした電流共振型スイッチング電源において、前記 2 次巻線の出力側に交互にオンとなるようなタイミングで制御される一対の MOS トランジスタを設け、前記一対の MOS トランジスタで整流された整流電流をチョークコイルを介して平滑コンデンサに充電するように構成したことを特徴とする電流共振型スイッチング電源。

【請求項 2】 上記一対の MOS トランジスタは上記 2 次巻線と絶縁されている第 3 の巻線からの電圧によって駆動されることを特徴とする請求項 1 に記載の電流共振型スイッチング電源。

【請求項 3】 上記スイッチング素子は MOS トランジスタによって構成されていることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の電流共振型スイッチング電源。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明はスイッチング電源回路に係わり、特に電流共振型スイッチング電源において 2 次側に得られる出力電圧を同期整流方式とする際に有用なスイッチング電源に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 近年、地球環境の省エネルギー化とともに、各種のスイッチング電源の一層の高効率化と低ノイズ化が求められている。特に、コンピュータ、通信機器等の電源回路としては低電圧出力においても高い効率を維持し、かつノイズの少ない $d c - d c$ コンバータが要求されている。

【0003】 ところで、一般的には低電圧出力にすると、同一の消費電力を有する場合は出力電流が大電流化することになり、 $d c - d c$ コンバータの場合は 2 次側の整流ダイオードによる抵抗損失が大きな電力損失を示すようになる。そこで、比較的ノイズが少なくかつ高効率とされている電流共振型スイッチング電源と、2 次側の出力を低オン抵抗となるようなトランジスタを同期整流方式で駆動して直流出力電圧を得ることが考えられている。

【0004】 図 4 はこのような組み合わせからなるスイッチング電源回路の一例を示したものであって、Q1、Q2 は直列接続されている MOS FET からなるスイッチング素子、T は 1 次側のスイッチング電力を 2 次側に転送する絶縁トランスである。IC は前記スイッチング素子 Q1、Q2 を交互に開閉するための電源コントロール回路を示し、通常は図示されていない電圧検出手段によって出力電圧 V_0 と基準電圧を比較しながら、スイ

ッチング素子のスイッチング周波数を可変できるように構成し、出力電圧 V_0 を定電圧化することができるように制御するものである。

【0005】 スwitchング素子 Q1、Q2 の出力は絶縁トランス T の 1 次巻線 L_1 と共振コンデンサ C_1 に供給されている。そして、スイッチング素子 Q1、Q2 が交互に開閉すると、トランス T のリーケージインダクタンスと共振する共振コンデンサ C_1 を充放電する電流によってトランスの 1 次巻線 L_1 がドライブされ、図 5 のように 1 次巻線 L_1 に印加されている電圧 V_1 が 2 次巻線 L_2 に V_2 として誘起され、通常の $d c - d c$ コンバータの場合は 1 組の整流用のダイオードによって全波整流が行われる。

【0006】 しかしながら、出力電圧が低い場合は比較的オン抵抗の高い整流ダイオードによる損失がかなり大きいものになるため、図 4 に示されているように整流ダイオードに変えて N チャンネルの MOS トランジスタ Q3、Q4 を使用して同期方式で全波整流を行い平滑コンデンサ C_0 から直流電圧 V_0 を出力する回路を構成することが知られている。

【0007】 この図 4 の回路の場合は、平滑コンデンサ C_0 に MOS トランジスタ Q3、Q4 を介して低抵抗で全波整流電圧が充電されるので比較的低電圧の直流電圧 V_0 を効率的に出力することができる。なお、D は MOS トランジスタ Q3、MOS トランジスタ Q4 の構造から形成されている寄生ダイオードを示している。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】 スwitchング素子をハーフ接続した電流共振型のスイッチング電源は、ターンオン時は零電流スイッチングであり、ターンオフ時には電流共振時になるため、本質的に低ノイズであり、またスイッチング周波数を変えることによって 2 次側の出力電圧 V_0 を広く可変できるという特徴があるが、広いレギュレーション範囲を確保するためには全期間で、2 次側に電力を伝達する整流電流連続モードと 2 次側に電力を供給しない期間を有する 2 次側整流不連続モードを持つ。

【0009】 ところで、定電圧制御等によってスイッチング周波数が共振周波数に比較して低くなると、前記したように 2 次側整流不連続モードとなり、この場合はスイッチングの 1 周期の間で図 5 に示すように 2 次側の平滑コンデンサが充電されない期間 t_1 を生じ、この期間 t_1 には出力電圧 V_0 がトランスの 2 次電圧 V_2 より高くなる。通常のダイオードによる整流の場合はこのような不連続モードでもダイオードによって逆電流が阻止されるので問題にならないが、MOS FET トランジスタの場合は逆方向にも電流が流れるので、この期間がオンとなるように制御されていると、図 5 に示すように期間 t_1 の間に負方向の逆方向の電流 i_{d1} 、および i_{d2} が、それぞれ同期整流型の MOS トランジスタ Q3、Q

4に流れる。そして、この負方向に流れる逆電流 i_d によってMOSトランジスタQ3、Q4が発熱したり1次側スイッチング損失が発生するという問題が生じる。

【0010】そこで、トランスTの出力電圧や電流を検出してMOSトランジスタQ3、Q4を制御する論理回路を組み込み、適切なタイミングでMOSFETトランジスタQ3、Q4を導通するようにコントロール回路IC1、IC2を設けることが考えられているが、このようなコントロール回路IC1、IC2は別個に調達する必要があるためコストアップとなると共に、回路構成を複雑にするという問題がある。また、コンデンサC0を充電する充電期間が短くなると、この期間に充電される電流のピーク値が高くなり、導通角が狭くなることによってスイッチング電源の力率が劣化するという問題があった。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明のスイッチング電源はこのような問題点を軽減するためになされたものであって、直流電圧に対してハーフブリッジ接続されたスイッチング素子を交互に断続する駆動回路と、前記スイッチング素子の接続点から共振コンデンサを介して絶縁トランスの1次側に交番電圧を印加し、上記絶縁トランスの2次巻線から所定の交番電圧が得られるようにした電流共振型スイッチング電源において、前記2次巻線の出力側に交互にオンとなるようにタイミングで制御される同期整流型MOSトランジスタを設け、前記同期整流型MOSトランジスタで整流された整流電流をチョークコイルを介して平滑コンデンサに充電するように構成したものである。なお、上記MOSトランジスタを駆動する電圧を供給するための巻線は、電力を出力する2次巻線と別個に設定することもできる。

【0012】平滑コンデンサを充電する同期整流型のMOSトランジスタから出力される全波整流電流は、チョークコイルを介して平滑コンデンサを充電するようにしているので、整流電流が1周期の間に連続していない不連続モードの時でも、MOSトランジスタを介して逆方向に流れる逆電流をチョークコイルの逆起電圧によって阻止することができる。

【0013】

【発明の実施の形態】図1は本発明の実施例を示す電流共振型スイッチング電源回路であって、前記した図4に示すように、Eは供給電源、Q1、Q2はハーフブリッジ接続のスイッチング回路を形成するスイッチング素子であり、MOSトランジスタによって構成されている。そして、そのスイッチング出力はドライブトランスTの1次巻線L1、共振コンデンサC1を介して供給電源Eの接地端子に接続されている。

【0014】また、絶縁トランスTの2次巻線L2に誘起される誘起電圧が同期整流型のMOSトランジスタQ3、Q4、およびチョークコイルLcを介して平滑コン

デンサC0を充電するように全波整流回路を構成している。このスイッチング電源の場合はMOSトランジスタQ3、Q4をドライブするために2次巻線L2の両端を巻き上げ、アース点を中心としてMOSトランジスタQ3、Q4を2次巻線の誘起電圧の極性に依拠して導通するように「巻線電圧検出方式」で制御している。

【0015】なお、ICはスイッチング素子Q1、Q2をドライブするための制御用IC回路であり、このIC回路は通常は出力電圧V0を一定の電圧に維持するようにスイッチング周波数を制御すると共に、スイッチング電源の異常な温度上昇等を検知してスイッチング動作を停止させる保護機能を持つことができるようにしている。また抵抗r1、r2はゲート容量に対して適当な時間定数をもたせ、トランジスタのオンタイミングを設定する作用を有する。

【0016】以下、このスイッチング電源の動作を簡単に説明すると、供給電源Eが印加されると、例えばMOSトランジスタQ1がオン、MOSトランジスタQ2がオフとなるように駆動される。そして、このときに供給電源EからMOSトランジスタQ1、トランスの1次巻線L1を介して、共振コンデンサC1が充電される。次に、1次側の共振周期に対応してMOSトランジスタQ1がオフ、MOSトランジスタQ2がオンとなるように駆動することにより、トランスの1次巻線L1に共振コンデンサC1の共振電流が流れ、2次側に交番電力が転送される。

【0017】2次巻線L2に発生した交番電圧は、2次巻線を巻き上げた電圧によって、例えばその極性が正となる期間にそれぞれMOSトランジスタQ3、及びMOSトランジスタQ4が導通するようにゲート電圧が印加され、コンデンサC0にはチョークコイルLcを介して整流電流 i_d3 、 i_d4 が流れ込み全波整流が行われる。なお、DはMOSトランジスタQ3、Q4に寄生するダイオードであり、MOSトランジスタのゲート電圧がしきい値に達しない期間に電流を流すことができるが、外部から接続されるものであっても良い。

【0018】ところで、例えば負荷が変動して出力電圧が変化すると、定電圧制御によってスイッチング周波数が共振周波数より低くなるように制御され、前記図5に示したように不連続な整流モードとなって逆電流が発生する。しかし、本発明の場合は、図2のスイッチング波形に示すように、1次側の電圧V1に対して2次側に誘起される電圧はV2のようになり、1次側の電流I1はチョークコイルLcによってピーク値が抑圧された波形となる。前記図5のt1の期間は、1次側のスイッチング素子が反転していないにも関わらず2次側の平滑コンデンサに流れる充電電流が途絶える不連続期間になり、この期間にはMOSトランジスタQ3がまだオンに駆動されているため、電流がMOSトランジスタQ3を逆方向に流れようとする。

【0019】しかしながら、本発明の場合は図2のようにa点においてトランスが磁氣的に反転し、MOSトランジスタQ4に電流 i_{d4} が流れ始めるが、このときにチョークコイルの逆起電力によってMOSトランジスタQ3にも電流 i_{d3} が流れ続け、この電流が零になったc点でMOSトランジスタQ4のみに電流 i_{d4} が流れる状態になる。すなわち、期間 t_2 にはトランスの出力電圧とチョークコイルのインダクタによる逆起電力がバランスし、電流を連続した方向に流すことになる。

【0020】従って、MOSトランジスタQ3、Q4には電流が零ポイントまで連続的に流れ零電流となったC点ではトランスがすでに反転していることによって逆電流が流れることはない。図中b点ではMOSトランジスタQ3、Q4の関係が逆になり電流が流れることになる。

【0021】このように、本発明ではチョークコイル L_c に逆起電力が発生し、MOSトランジスタQ3にいままで流れていた電流 i_{d3} は徐々に減衰すると共に、MOSトランジスタQ4を介して電流 i_{d4} が流れる方向に駆動され、不連続期間となる期間 t_2 の終了時点でチョークコイル L_c に流れる電流が電流 i_{d3} から i_{d4} に完全に交換され、逆電流が生じないようにすることができる。

【0022】以上説明したように、チョークコイル L_c のインダクタンスを適切に定めると、本発明では逆電流が流れることがないようにできるから、同期整流型のMOSトランジスタのドライブは最も簡単な巻線電圧検出方式で行うことができる。さらに平滑部にインダクタンスが挿入されることによって同期整流素子に流れる電流の流通角が広がり、そのピーク値も抑圧されることになる。したがって、これによって力率が改善され、半導体やトランス、及び平滑用コンデンサによる損失を大幅に改善することができる。

【0023】図3は本発明の他の実施例を示したものであって、図1と同一部分は同一の符号としている。この実施例の場合はMOSトランジスタQ3、Q4をドライブする電圧を出力するために2次巻線と絶縁された独立の3次巻線 L_3 を設け、この3次巻線によって同期整流型のMOSトランジスタQ3、Q4を駆動するようにしたものである。又、MOSトランジスタQ3、Q4はソース側を接地(GND)とするように接続され、ゲートドライブを容易にすることができる。

【0024】

【発明の効果】以上説明したように本発明の電流共振型スイッチング電源は、特にハーフブリッジ型の電流共振型スイッチング電源に同期整流型の整流素子を適応する際に、同期整流素子に逆電流を流さないようにすることが簡単な回路によって出来ると共に、挿入されたインダクタンスによって整流電流のピーク値が抑圧されるので整流電流の流通角が広くなり、力率の改善を図ることができるという利点もある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のスイッチング電源回路の実施例を示す回路図である。

【図2】図1においてスイッチング動作時の各部の信号の波形図を示す。

【図3】本発明の他の実施例を示す回路図である。

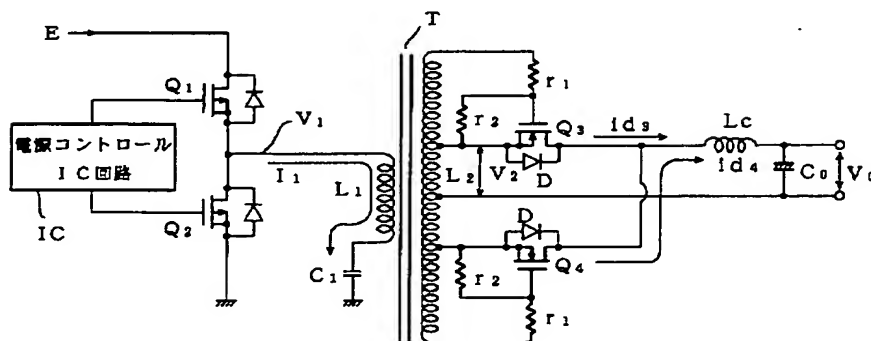
【図4】電流共振型スイッチング電源に同期整流方式を採用したときの説明回路図である。

【図5】同期整流時に発生する逆電流の説明波形図である。

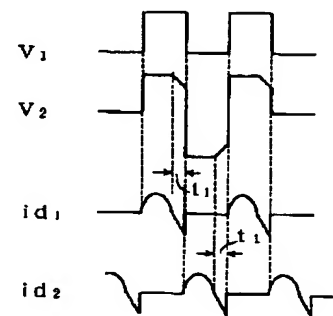
【符号の説明】

Q1、Q2 スwitchング素子、T 絶縁トランス、C1 共振コンデンサ、C0 平滑コンデンサ、L1 1次巻線、L2 2次巻線、Q3、Q4 同期整流用のMOSトランジスタ

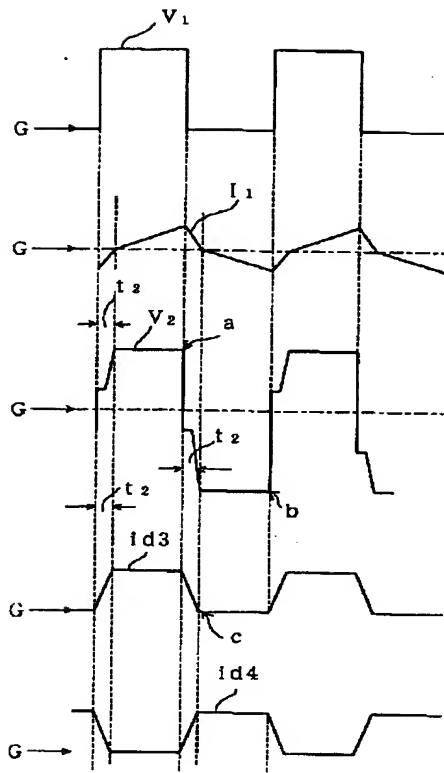
【図1】



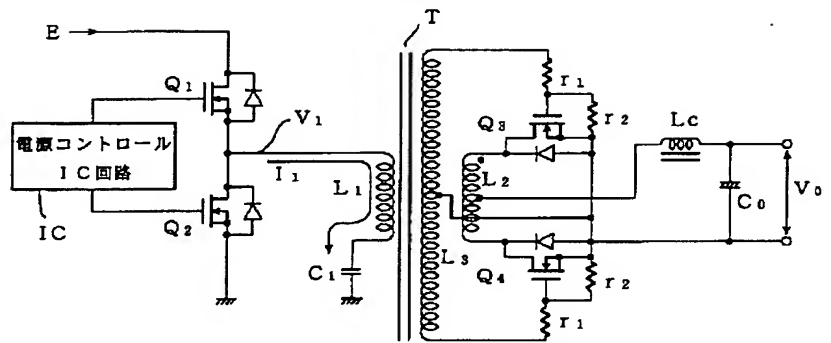
【図5】



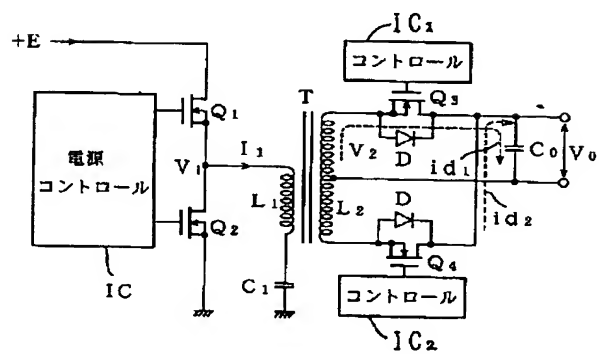
【図 2】



【図 3】



【図 4】



This Page Blank (uspto)